

## Лекция 8 Операционный усилитель

### Усилитель постоянного тока

Для многих практических задач необходимо усиливать медленно изменяющиеся во времени электрические сигналы, являющиеся сигналами низкой частоты (в автоматике, системах управления и слежения за целью, контрольно-измерительной технике).

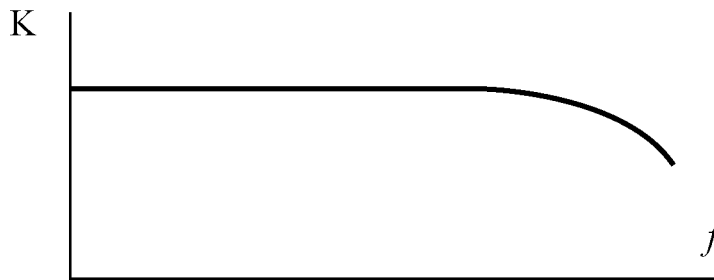


Рис. 8.1. АЧХ усилителя постоянного тока

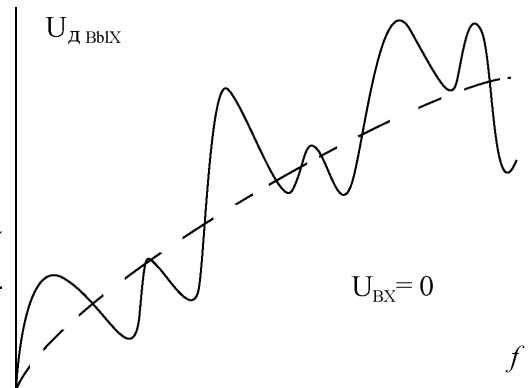


Рис. 8.2. Дрейф нуля УПТ

В этом случае усилитель, получивший название **усилитель постоянного тока (УПТ)**, должен обладать АЧХ, неимеющей спада коэффициента усиления на низких частотах (см. рис 8.2). Такой усилитель не должен содержать в конструкции емкостей, которые представляют большие сопротивления для низкочастотного сигнала ( $X_c = \frac{1}{\omega \cdot C}$ ).

Как и в усилителях с резистивно-емкостной связью между каскадами, характеристики усилителей постоянного тока должны отвечать ряду требований:

1. в отсутствие входного сигнала должен отсутствовать выходной сигнал;
2. при изменении знака входного сигнала должен изменять знак и выходной сигнал;
3. напряжение на нагрузочном устройстве должно быть пропорционально входному напряжению.

Второе и третье требования в УПТ, так же как и в других усилителях, выполняются при работе усилителя в линейном режиме А. Для выполнения первого условия необходимо отделить полезный выходной сигнал от постоянных составляющих тока и напряжения транзистора.

Первое условие выполнить сложнее, т. к. отсутствие емкостей приводит к возникновению проблемы **дрейфа нуля УПТ** рис. 8.3 (изменение выходного напряжения усилителя  $U_{д.вых}$  при отсутствии изменения полезного входного напряжения), вызванного воздействием на УПТ дестабилизирующих факторов, таких как изменение температуры, старение элементов, нестабильность источника питания, электромагнитные помехи и т. д. УПТ

может усиливать входные сигналы  $U_{вх}$ , превышающие напряжение дрейфа усилителя, приведенного ко входу  $U_{двх} = \frac{U_{д.вх}}{K}$ , где  $K$  – коэффициент усиления усилителя.

Наиболее часто используется **дифференциальная балансная схема УПТ** (рис.8.3а). Она представляет собой два параллельно соединенных УОЭ с общим сопротивлением  $R_э$  в эмиттерной цепи транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Назначение всех элементов то же, что и в УОЭ.

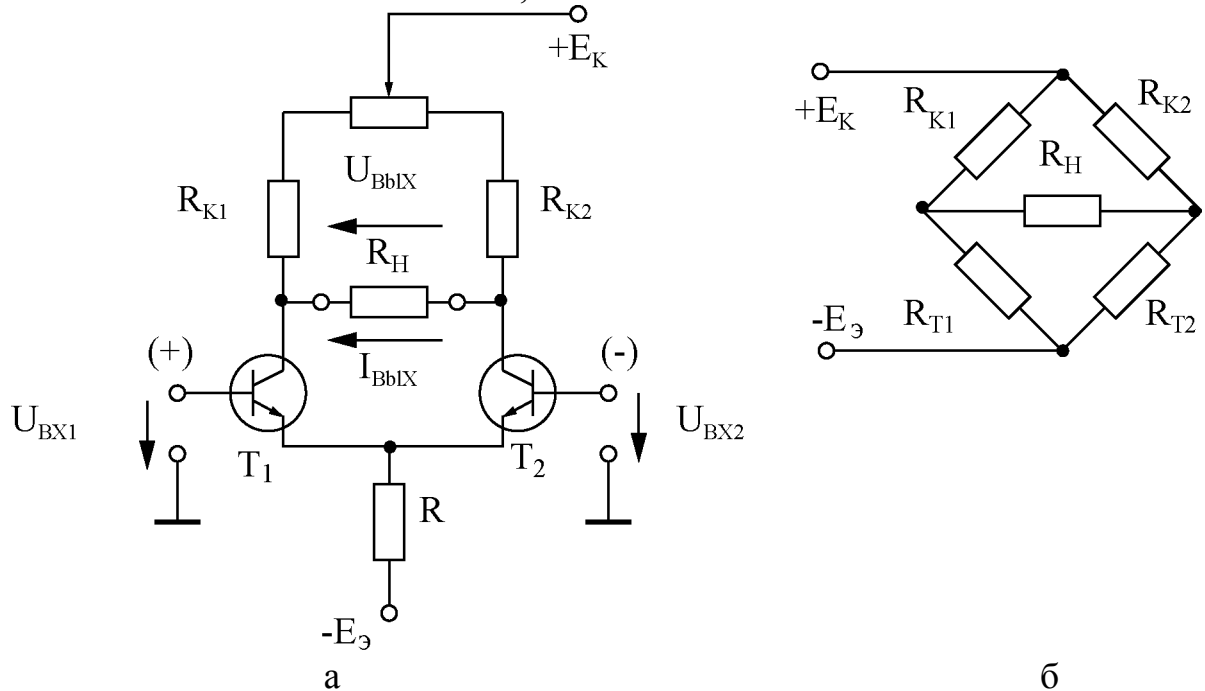


Рис. 8.3. Дифференциальная схема УПТ (а) и мост сопротивлений (б)

Принцип работы дифференциального УПТ основан на использовании свойств четырехплечного моста сопротивлений (рис.8.3б). Мост будет сбалансирован, т. е. ток и напряжение нагрузочного устройства  $R_н$  будут равны нулю  $I_н = I_{вх} = 0$ ,  $U_н = U_{вх} = 0$ , когда выполняется условие  $R_{к1}R_{т2}=R_{к2}R_{т1}$ , где  $R_{т1}$  и  $R_{т2}$  эквивалентные сопротивления транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ . Резисторы  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  выбирают равными, а транзисторы  $T_1$  и  $T_2$  – идентичными. Следовательно, при  $U_{вх1} = U_{вх2} = 0$  УПТ будет сбалансирован и  $U_{вх} = 0$ . При изменении **дестабилизирующего фактора**, например, температуры окружающей среды, транзисторы одинаково изменят свои характеристики  $\Delta R_{т1}=\Delta R_{т2}$  и баланс моста УПТ **не нарушается**, т.к.  $R_{к1}(R_{т2}+\Delta R_{т2})=R_{к2}(R_{т1}+\Delta R_{т1})$ . На практике уменьшение дрейфа нуля дифференциального УПТ удастся достичь на 2-3 порядка, по сравнению с другими схемами УПТ, и составляет  $U_{д.вх} = (1-20) \frac{\text{мкВ}}{^{\circ}\text{C}}$ .

Использование в схемах дифференциальных УПТ двух источников питания  $-E_к$  и  $E_э$  позволяет в режиме покоя настроить транзисторы так, что  $U_{бэ0T1}=U_{бэ0T2}=0$  без дополнительных резисторов (отсутствуют  $R_б$  см. УОЭ), и обеспечивает возможность подключения источников входного сигнала в режиме покоя без изменения режима работы УПТ.

В динамическом режиме входные сигналы УПТ подаются на базы транзисторов (см.рис.8.3а). Выходной сигнал снимается с  $R_H$  и равен

$U_{\text{вых}} = K(U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}})$ , где  $K$  – коэффициент усиления одного УОЭ, входящего в состав УПТ. Пусть на входе  $T_1$  увеличилось напряжение  $\Delta U_{\text{ВХ1}}$ , а  $U_{\text{ВХ2}} = 0$ . Изменение электрических характеристик в схеме отражается диаграммой  $\Delta U_{\text{ВХ1}} \uparrow \rightarrow U_{\text{бэ}T_1} \uparrow \rightarrow I_{\text{КТ1}} \uparrow \rightarrow U_{\text{кэ}T_1} \downarrow \rightarrow U_{\text{Рэ}} \uparrow \rightarrow R_{\text{КТ2}} \uparrow \rightarrow U_{\text{кэ}T_2} \uparrow \rightarrow U_{\text{ВЫХ}} \uparrow$ , из которой следует, что увеличение входного сигнала приводит к увеличению выходного. Поэтому вход транзистора  $T_1$  называется **неинвертирующий** (не меняет фазу сигнала) и обозначается на схеме рис.8.3а знаком «+». Аналогично можно показать, что увеличение  $\Delta U_{\text{ВХ2}}$  приводит к уменьшению  $U_{\text{ВЫХ}}$ , поэтому вход  $T_2$  называется **инвертирующий** (меняет на  $180^\circ$  фазу входного сигнала) и обозначается на схеме рис.8.3. а знаком «-».

Многие усилители такого типа выполнены в виде микросхем, поскольку схемы содержат несколько усилительных элементов и резисторы, что сравнительно легко реализуется в технологическом цикле изготовления микросхем.

Изображаются микросхемы следующим образом:

На рисунке 8.4. номера выводов соответствуют: 7 и 1 – питание (их часто не показывают на схемах), 4 – земля, 5 – выход, 9 – инвертируемый вход (-), 10 – не инвертирующий вход(+). Остальные выводы служат для контроля характеристик микросхем в процессе их изготовления и при работе обычно не используются.

Основные параметры микросхемы, например, типа К140УД2:

•  $R_{\text{вх}} = 1 \text{ МОм}$ ; •  $R_{\text{вых}} = 300 \text{ Ом}$ ; •  $K_{u_{\text{xx}}} = 35000 - 70000$  полоса пропускания АЧХ до  $10^7 \text{ Гц}$ .

Имеются также другие электрические характеристики, а также предельные эксплуатационные параметры схемы, приводимые в справочниках по аналоговым микросхемам.

Этот усилитель характеризуется большим значением коэффициента усиления, однако нестабилен в работе.

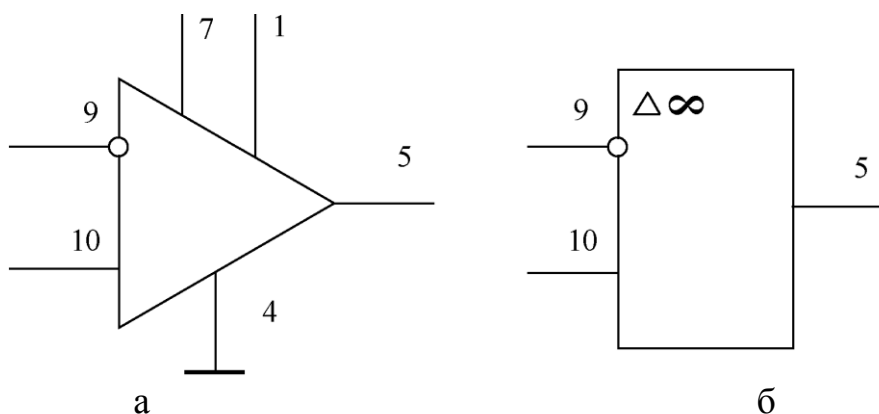


Рис. 8.4. Условное обозначение микросхемы: а или б

Такие микросхемы с двумя входами и одним выходом и большим коэффициентом усиления на основе усилителей постоянного тока называются **операционными усилителями**.

Они являются основой целого ряда различных устройств, на их основе можно построить: масштабный усилитель, интегрирующий усилитель, дифференцирующий усилитель, различные типы фильтров и т.д.

### Обратные связи в усилителях

Конструирование различных электронных устройств на основе ОУ производится с использованием обратных связей. **Обратной связью (ОС)** называется передача части энергии выходного сигнала усилителя на его вход (см. рис. 8.5).

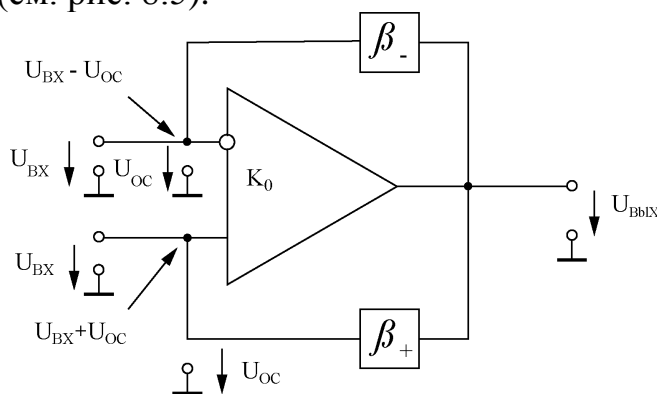


Рис.8.5. Усилитель с обратными связями

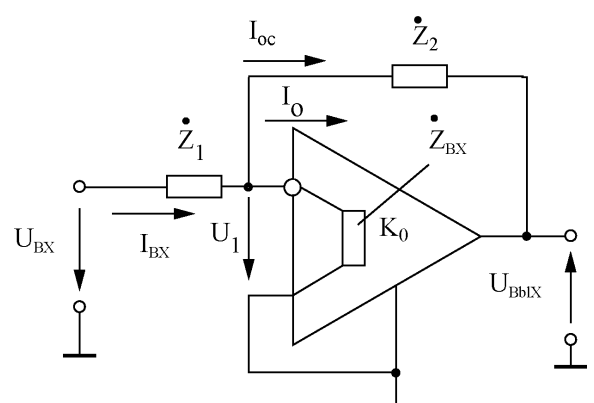


Рис. 8.6. Операционный усилитель отрицательной ОС

Из выходной цепи во входную блок-схемы рис.2.20 энергия передается через электрическую цепь обратной связи с коэффициентом передачи

$\beta = \frac{U_{OC}}{U_{ВЫХ}}$ , где  $K_0$  – коэффициент усиления усилителя без обратной связи.

Обратная связь называется **положительной**, если передаваемый ею с выхода на вход сигнал  $U_{OC}$  совпадает по фазе и складывается с входным сигналом  $U_{ВХ}$  (на рис.8.6 положительная обратная связь обозначена  $\beta_+$ ). Обратная связь называется **отрицательной**, если сигнал обратной связи  $U_{OC}$  находится в противофазе и вычитается с входным сигналом  $U_{ВХ}$  (на рис.8.6 отрицательная обратная связь обозначена  $\beta_-$ ). Коэффициент усиления усилителя  $K_{\beta+}$  с

положительной ОС определяется выражением  $K_{\beta+} = \frac{K_0}{1 - K_0\beta_+}$ , при

отрицательной ОС -  $K_{\beta-} = \frac{K_0}{1 + K_0\beta_-}$ . Применение отрицательной ОС в

усилителях существенно улучшает их параметры: повышает стабильность коэффициента усиления, увеличивает входное и уменьшает выходное сопротивление, расширяется полоса пропускания. Поэтому отрицательная ОС широко применяется для конструирования новых усилительных устройств.

Положительная ОС воздействует на параметры усилителей противоположным образом, т. е. увеличивает неустойчивость коэффициента усиления и может привести к самовозбуждению усилителя, т. е. переходу его в режим генератора электрических сигналов. Поэтому положительная ОС в усилительных устройствах практически не используется, а используется в генераторах.

## Операционный усилитель

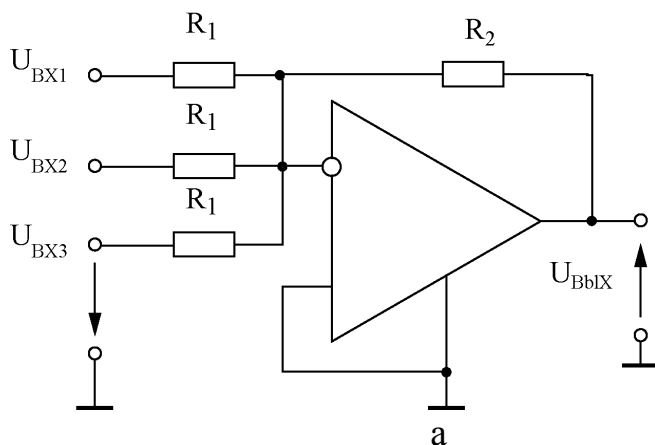
Операционный усилитель с отрицательной обратной связью наиболее часто применяется на практике (см. рис.8.7). Отрицательный характер ОС обусловлен подачей  $U_1$  на инвертирующий вход ОУ, так что  $U_{\text{ВЫХ}} = -K_0 U_1$ . Отрицательная обратная связь осуществляется через сопротивления  $\dot{Z}_1$  и  $\dot{Z}_2$ . Т. к. входное сопротивление ОУ больше (принимает  $\dot{Z}_{\text{вх}} = \infty$ ), то входной ток ОУ  $I_0=0$  и выполняется  $I_{\text{ВХ}}=I_{\text{ОС}}$ , откуда: 
$$\frac{U_{\text{вх}} - U_1}{\dot{Z}_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_1}{\dot{Z}_2}.$$

При большом коэффициенте усиления ОУ ( $K_0 \rightarrow \infty$ ) напряжение на входе ОУ  $U_1 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K_0} \rightarrow 0$  и поэтому  $\frac{U_{\text{вх}}}{\dot{Z}_1} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_2}$  откуда  $K_{\beta-} = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1}$  (1)

**Инвертирующий усилитель (инвертатор).** При  $\dot{Z}_1 = R_1$  и  $\dot{Z}_2 = R_1$  выражение (1) примет вид  $K_{\beta-} = -\frac{R_2}{R_1} = -1$  ( $U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}}$ ), схема принимает вид инвертирующего повторителя напряжения.

**Масштабный усилитель.** При  $\dot{Z}_1 = R_1$  и  $\dot{Z}_2 = R_2$  выражение (1) примет вид  $K_{\beta-} = -\frac{R_2}{R_1}$ , а усилитель выполняет роль масштабного инвертирующего

усилителя:  $U_{\text{ВЫХ}} = K_{\beta-} U_{\text{ВХ}}$ .



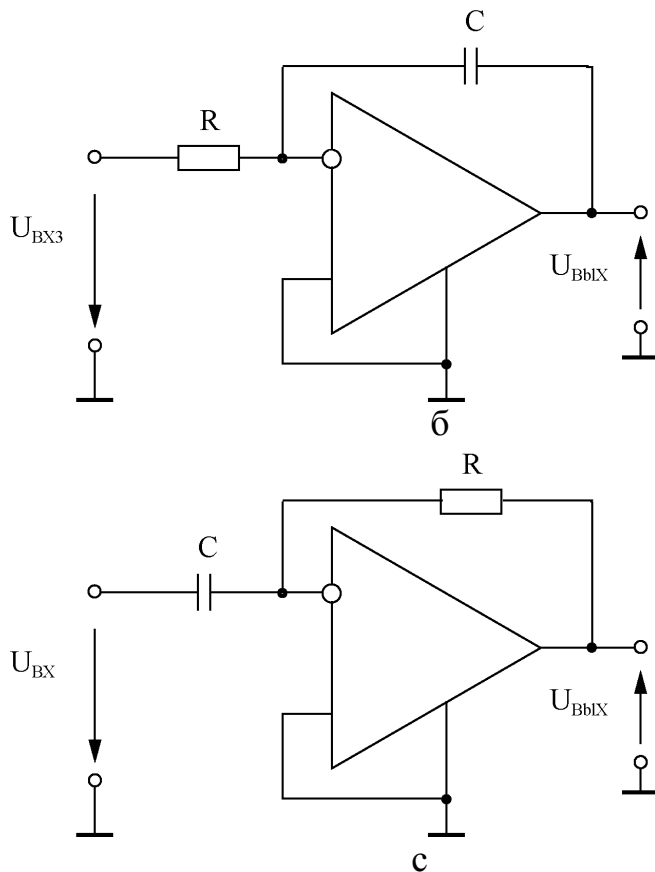


Рис. 8.7. Усилители:  
а – суммирующий,  
б – интегрирующий,  
в – дифференцирующий

интегрирования, задающая масштаб интегрирования по времени. Соответственно в временной форме записи имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{\tau} \int U_{\text{ВХ}} dt.$$

**Дифференцирующий** усилитель. При  $\dot{Z}_1 = \frac{1}{j\omega C}$  и  $\dot{Z}_2 = R_2$  получается дифференцирующий усилитель (см. рис.8.7в), у которого коэффициент усиления:  $\dot{K}_{\beta-} = -\frac{R_2}{\frac{1}{j\omega C}} = -j\omega CR_2 = -j\omega\tau$ ,

что соответствует операции дифференцирования входного сигнала  $U_{\text{ВЫХ}} = -j\omega\tau U_{\text{ВХ}}$  в комплексной форме записи, где  $\tau = CR_2$  постоянная времени дифференцирования. Соответственно во временной форме записи имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\tau \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$$

**Суммирующий** усилитель (сумматор). Если на вход ОУ подается несколько входных напряжений  $U_{\text{ВХ1}}, U_{\text{ВХ2}}, U_{\text{ВХ3}}$ , а  $R_1 = R_2$  (рис.8.7а), то выражение (1) примет вид  $K_{\beta-} = -\frac{R_2}{R_1} = -1$ .

Усилитель выполняет роль сумматора, т. к.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -(U_{\text{ВХ1}} + U_{\text{ВХ2}} + U_{\text{ВХ3}}).$$

**Интегрирующий** усилитель.

При  $\dot{Z}_1 = R_1$  и  $\dot{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}$

получается интегрирующий усилитель (рис.8.7б), у которого коэффициент усиления

$$\dot{K}_{\beta-} = -\frac{1}{j\omega CR_1} = -\frac{1}{j\omega\tau}, \text{ что}$$

соответствует операции интегрирования

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{\tau} \frac{1}{j\omega} U_{\text{ВХ}} \text{ в комплексной}$$

форме записи, где

$\tau = CR_1$  – постоянная

## Избирательный усилитель

Рассмотренные выше схемы усилителей предназначены для усиления входных сигналов в широкой полосе частот.

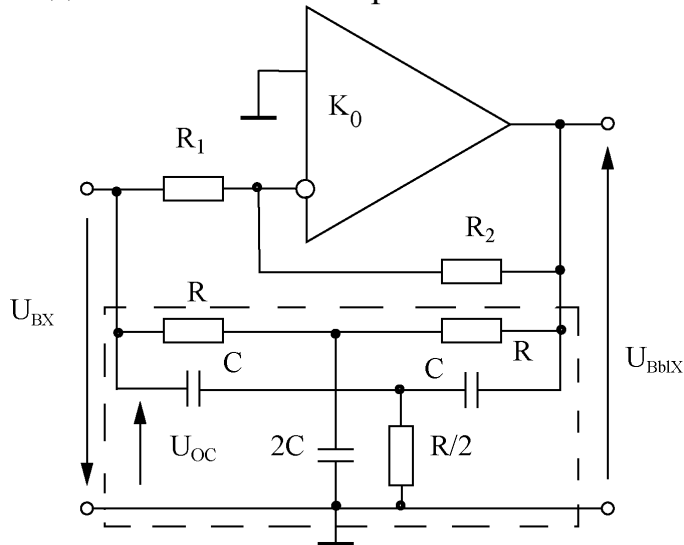


Рис.8.8. Схема избирательного усилителя с Т-мостом

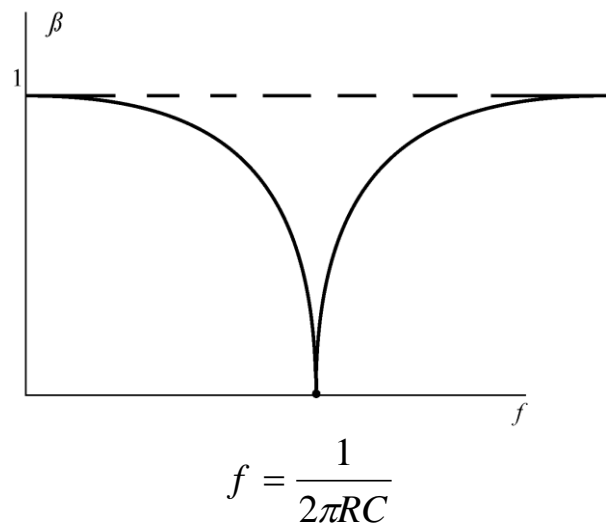


Рис.8.9. АЧХ Т-моста

На практике в системах связи и радиопередачи, во многих системах автоматического контроля и управления необходимо усиливать полезный сигнал одной частоты  $f_0$ , так чтобы сигналы других частот не усиливались. Такую задачу решает **избирательный** усилитель, представляющий собой, например, ОУ, охваченный частотно-зависимой отрицательной обратной связью в виде двойного Т-образного моста (рис.8.8). Амплитудно-частотная характеристика Т-образного моста  $\beta_- = F(f)$  приведена на рис.8.9. На низких частотах  $f \rightarrow 0$  коэффициент передачи моста  $\beta \rightarrow 1$ , т. к. сопротивление  $X_C$  конденсаторов становится большим и все напряжение  $U_{ВЫХ}$  через «верхний» одинарный мост  $R, 2C, R$  передается на вход ОУ в виде напряжения обратной связи  $U_{OC}$ . На высоких частотах  $f \rightarrow \infty, \beta \rightarrow 1$  вследствие того, что сопротивления конденсаторов  $X_C = 1/2\pi fC$  становятся небольшими, и все выходное напряжение через «нижний» одинарный Т-мост  $C, R/2, C$  передается на вход ОУ. На резонансной частоте  $f_0 = 1/2\pi RC$  коэффициент передачи моста  $\beta \rightarrow 0$ .

Коэффициент усиления  $K_{\beta_-}$  с двойным Т-мостом в цепи отрицательной обратной связи известен  $K_{\beta_-} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}$

Анализ этого выражения показывает, что на низких  $f \rightarrow 0$  и высоких  $f \rightarrow \infty$  частотах при  $\beta_- \rightarrow 1$   $K_{\beta_-} = \frac{K_0}{1 + K_0} \approx 1$ , а на резонансной частоте  $f_0$  (при  $\beta_- = 0$ )

$$K_{\beta_-} = K_0 \gg 1.$$

Амплитудно-частотная характеристика  $K_{\beta_-} = F(f)$  избирательного усилителя с Т-мостом в цепи обратной связи приведена на рис.2.25. Она построена с учетом выражения для  $K_{\beta_-}$  и амплитудно-частотной характеристики Т-моста. Нужная величина  $K_0$  обеспечивается правильным выбором номиналов резисторов  $R_2$  и  $R_1$  так, что  $K_0 = R_2 / R_1$ .

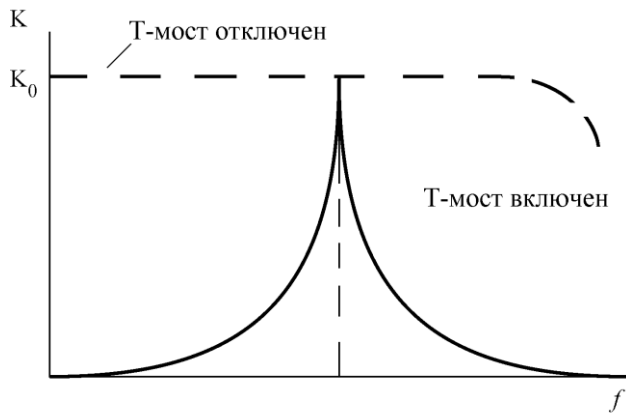


Рис.8.10. АЧХ избирательного усилителя с Т-мостом

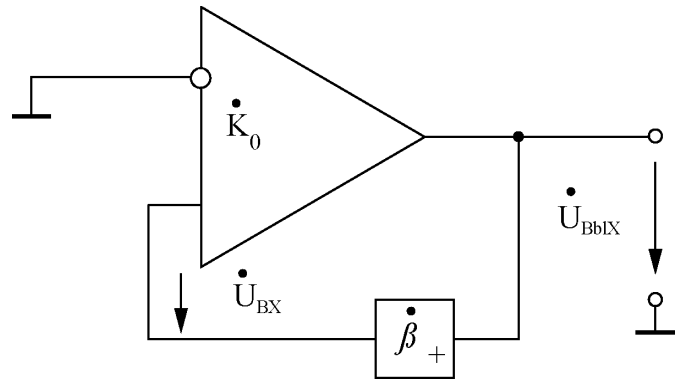


Рис. 8.11. Блок-схема генератора

## Генераторы электрических сигналов

**Генераторы гармонических сигналов** предназначены для преобразования энергии источника питания в энергию электрического сигнала синусоидальной формы требуемой частоты и мощности. На практике, часто, такой генератор представляет собой ОУ охваченный глубокой **положительной** обратной связью с коэффициентом передачи  $\beta_+$  (см.рис.8.116). для схемы входное и выходное напряжения связаны соотношениями :

$$\dot{U}_{BX} = \dot{\beta}_+ \dot{U}_{BYX}$$

$$\dot{U}_{BYX} = \dot{K}_0 \dot{U}_{BX}$$

откуда  $\dot{U}_{BYX} = \dot{\beta}_+ \dot{K}_0 \dot{U}_{BYX}$ , справедливое при  $\dot{\beta}_+ \dot{K}_0 \geq 1$ .

Выполнение последнего условия обеспечивает в автогенераторе незатухающие колебания. Величины  $\dot{K}_0$  и  $\dot{\beta}_+$  в уравнении являются комплексными, поэтому можно записать

$$\dot{\beta}_+ \dot{K}_0 = K_0 e^{j\varphi} \cdot \beta_+ e^{j\psi} = 1$$

Последнее выполняется при двух условиях:

$\varphi + \psi = 0$  – условие баланса фаз автогенератора,

$K_0 \beta_+ = 1$  – условие баланса амплитуд.

Условие баланса фаз означает, что в схеме существует положительная обратная связь. Условие баланса амплитуд соответствует тому, что энергия,



теряемая в генераторе за одно колебание, восполняется энергией от источника питания. Выполнение условий баланса фаз и амплитуд обеспечивает возникновение сигналов генератора сложной формы, состоящих из большого числа гармонических составляющих. Для возникновения сигнала генератора нужной частоты обеспечивают выполнение условий баланса фаз и амплитуд, только для частоты  $f_0$ , путем включения частотно-зависимых схем, например, Т-образного моста.

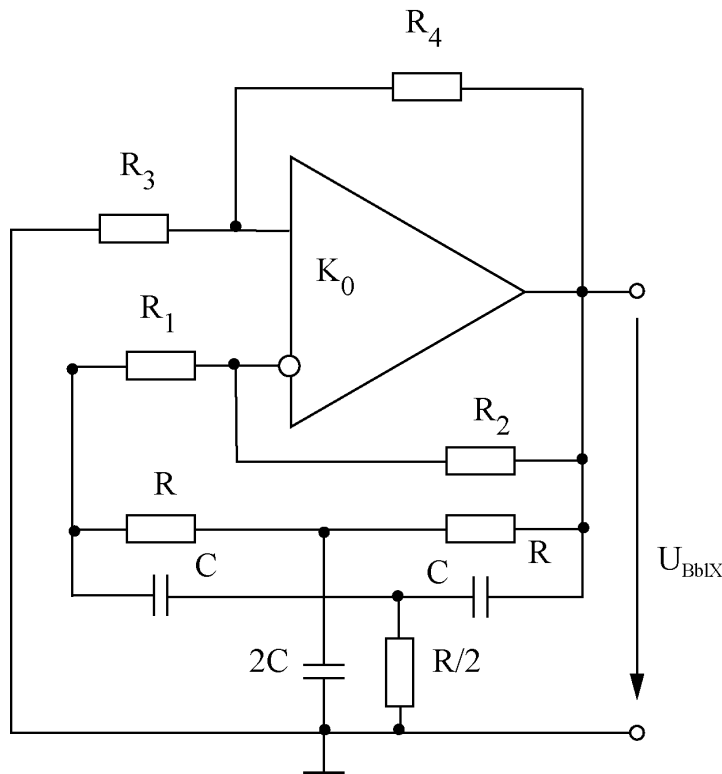


Рис. 8.12. Схема генератора с Т-мостом

Пример выполнения автогенератора гармонических колебания с Т-образным мостом приведен на рис.8.12. положительная ОС создается резисторами  $R_3$  и  $R_4$ , отрицательная ОС – резонаторами  $R_2$  и  $R_1$ , которые обеспечивают условие самовозбуждения генератора: баланс амплитуд  $K_0\beta_+ = -(R_2/R_1) \cdot \beta_+ \geq 1$ ; баланс фаз  $\varphi + \psi = 0$  ( $\varphi$  и  $\psi = 0$ ). Поскольку в автогенераторе в цепь отрицательной обратной связи включен Т-образный мост, то условия самовозбуждения генератора

выполняются только для одной резонансной частоты  $f_0 = 1/2\pi RC$ .

Приведенная на рис.27 схема относится к генераторам **RC-типа**, применяемых для возбуждения гармонических сигналов низких и средних частот (условно до 300 кГц). Электрические сигналы более высоких частот (условно выше 300 кГц) создаются генераторами **LC – типа** примером которых может служить схема, представленная на рис.8.13.

Усилитель в схеме LC-генератора рис.8.14 выполнен на базе **УОЭ** с транзистором **п – р – п** типа (см.рис.2.6). назначение всех элементов УОЭ известно (см. п.2.1.4), вместо коллекторного сопротивления  $R_K$  включен дроссель  $L_{др.}$ , выполняющий функцию  $R_K$  в УОЭ по переменному току и обеспечивающий  $R_K = 0$  по постоянному току, чтобы уменьшить потери энергии. ОС выполняется за счет магнитной связи  $M$  контура  $L_K C_K$ , включенного между выходом УОЭ и катушкой  $L_6$  входной цепи УОЭ. Условие баланса амплитуд обеспечивается правильным выбором  $K_u\beta \geq 1$ , где  $K_u$  –

коэффициент усиления УОЭ,  $\beta = \frac{M}{\sqrt{L_6 \cdot L_K}}$  – коэффициент магнитной связи,

$M, L_6, L_K$  - соответственно взаимная индуктивность и индуктивность катушек. Условие баланса фаз обеспечивается  $\varphi + \psi = 0$  за счет положительной ОС:

$\varphi = 180^\circ$  для УОЭ,  $\psi = 180^\circ$  из-за обратной намотки катушек индуктивности  $L_K$  и  $L_6$  (на рис.2.28 начало обмоток обозначены «\*»). Частота гармонического сигнала генератора определяется резонансной частотой

$$\text{контура } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K \cdot C_K}}.$$

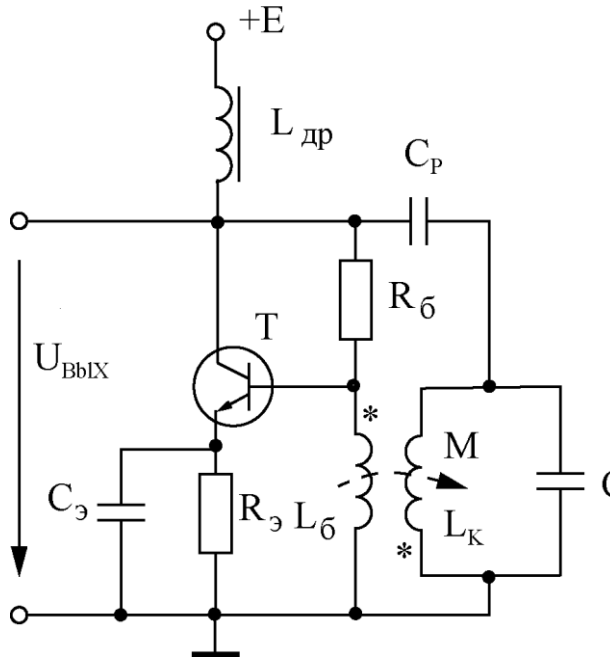
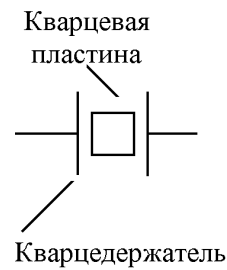
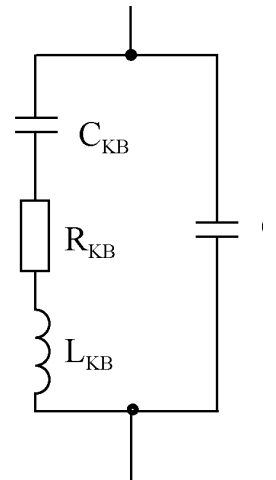


Рис.8.15. Схема LC-генератора



а



б

Рис. 8.16. Кварц:

(а) графическое обозначение;  
(б) эквивалентная схема

Важным параметром генератора является коэффициент неустойчивости частоты  $\gamma = \frac{\Delta f}{f_0}$ , показывающий уход частоты  $\Delta f$

относительно рабочей  $f_0$  за промежутки времени из-за температурной неустойчивости элементов схемы. У обычных генераторов  $\gamma \approx 10^{-5}$ . На практике в высокоточной схемотехнике (например, высокоточный счет времени) необходимо обеспечить  $\gamma \approx 10^{-7} \div 10^{-8}$ . В таких случаях применяют кварцевые резонаторы – «кварцы», представляющие собой кварцевую пластину, обладающую пьезоэффектом и закрепленную в кварцедержателе (рис.8.16а).

Кварцевый резонатор эквивалентен электрическому колебательному контуру. Эквивалентная схема кварцевого резонатора изображена на рис.8.16.б. Как видно, кварц эквивалентен последовательно включенным элементам  $L_{KB}, R_{KB}, C_{KB}$ , а в такой цепи может быть резонанс напряжения с

частотой  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{L_{KB} \cdot C_{KB}}}$ . Индуктивность кварца  $L_{KB}$  может быть

значительной – от десятков микрогенри до нескольких миллигенри. Емкость кварца  $C_{KB}$  мала (сотые доли пикофарад). Кварцевый резонатор обладает острым резонансом, что свидетельствует о небольшом сопротивлении  $R_{KB}$ , порядка единиц Ом. Поэтому добротность кварца достигает  $10^5 - 10^6$ , т.е. она на два-три порядка больше добротности контуров, выполненных на дискретных элементах – индуктивной катушке и конденсаторе.

Так как кристалл кварца помещают в кварцедержатель, который обладает емкостью  $C_0$ , равной нескольким десяткам пикофарад, то в кварцевом резонаторе возможен и резонанс токов с частотой  $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{C_{ЭК} \cdot L_{KB}}}$ , где

$C_{ЭК} = C_0 C_{KB} / (C_0 + C_{KB})$ . Частоты  $\omega_n$  и  $\omega_r$  мало отличаются друг от друга, что обеспечивает высокую стабильность частот генератора. Кварц может быть включен, например, в цепь  $L_K C_K$  контура рис.8.16.